

# Verfahren zur simulativen Modellierung der Gleichaktanregung

Referent: Karl Oberdieck

Co-Autoren: Georges Engelman und Rik W. De Doncker

Institut für Stromrichtertechnik und elektrische Antriebe (ISEA), RWTH Aachen University, Jägerstraße 17-19, 52066 Aachen, post@isea.rwth-aachen.de

## 1 Kurzfassung

Die Anforderungen an die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) leistungselektronischer Systeme erfordern bei deren Design eine detaillierte Modellierung der durch die Schalthandlungen verursachten Störanregung. Dabei wird abhängig vom Kopplungspfad zwischen Gleich- und Gegentaktstörung unterschieden. Der vorliegende Beitrag beschäftigt sich mit der Modellierung der Anregung des Gleichtaktsystems, der Gleichaktanregung. Zur Modellierung der Gleichaktanregung sind aus der Literatur verschiedene Ansätze [1-6] bekannt, welche die Schaltflanke abschnittsweise im Zeit- und Frequenzbereich parametrieren.

In diesem Beitrag wird ein neuer Ansatz zur Modellierung der Gleichaktanregung mit PT-Gliedern vorgestellt. Die Vorteile verglichen mit bisherigen Ansätzen sind einerseits die effiziente Berechnung über einen weiten Zeit- und Frequenzbereich, wodurch ein abschnittsweises Parametrieren entfällt, und andererseits die intuitive Modellierung von Überschwängern und Spannungsschweif. Zum Vergleich werden verschiedene Ansätze gegenübergestellt und anhand von Messungen an einem kommerziellen IGBT-Modul (Infineon HybridPACK2 mit 800 A Nennstrom) bewertet.

## 2 Einleitung

Hartschaltende leistungselektronische Systeme, wie Antriebsumrichter und DC/DC-Wandler, verwenden häufig pulsweitenmodulierte Halbbrücken wie in Abb. 1.

$C_{CM,DC+}$ ,  $C_{CM,DC-}$  und  $C_{CM,AC}$  modellieren beispielhaft die parasitären kapazitiven Kopplungen des Gleichtaktsystems. Durch das Schalten der Halbleiterschalter  $S_{TOP}$  und  $S_{BOT}$  ändert sich die Spannung  $U_{Load}$ , und die Kapazität gegen Masse  $C_{CM,AC}$  wird umgeladen. Über Kapazitäten auf DC-Seite gegen Masse

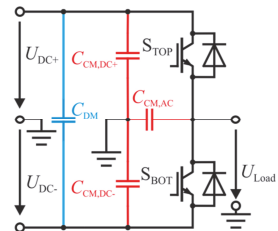


Abb. 1: IGBT Halbbrücke

( $C_{CM,DC+}$  und  $C_{CM,DC-}$ ) schließt sich der Kopplungspfad. Die Spannungsänderung als Gleichaktanregung mit dem Gleichtaktsystem bestimmen die Ströme und damit die Störung des Gleichtaktsystem. Bei räumlicher Ausdehnung des Systems unter  $1/6$  der untersuchten Wellenlänge kann der Kopplungspfad hinreichend genau als ein Netzwerk konzentrierter Elemente nachgebildet [8, 11] und unter Vernachlässigung von Nichtlinearitäten im Zeit- und Frequenzbereich als LTI-Übertragungsfunktion beschrieben werden. Unter der Annahme eines symmetrischen Kopplungspfad tritt keine Gleichtakt/Gegentakt-Konversion auf, wodurch eine entkoppelte Modellierung [7] möglich ist. Das Gegentaktsystem, beispielhaft als  $C_{BM}$  dargestellt, ist deshalb von der Umladung nicht beeinflusst und wird im Weiteren vernachlässigt. Die Harmonischen der Schaltfrequenz sind abhängig von der Topologie durch die Auswahl von Nullzuständen beeinflussbar [9-10]. Die Schaltflanken erzeugen Anteile im Frequenzspektrum, die weit oberhalb der Schaltfrequenz liegen. Um eine Aussage über die Gleichtaktstörungen in höheren Frequenzbereichen zu ermöglichen, ist eine gesonderte Modellierung notwendig. In diesem Beitrag werden zunächst Modellierungsansätze aus der Literatur beschrieben. Anschließend wird ein neuer Modellierungsansatz unter Verwendung von PT-Gliedern vorgestellt. Ausgewählte Ansätze werden anhand von Messergebnissen im Frequenz- und Zeitbereich bewertet und mit dem neuen Ansatz verglichen.

### 3 Modellierungsansätze

Das Ziel bei der Modellierung der Schaltflanken ist es, bereits während der Designphase eines Umrichters das hochfrequente Verhalten abschätzen zu können, um die Halbleiterschalter sowie ihre Kopplungspfade unter EMV-, Bauraum- und Verlustaspekten optimieren zu können. Für die Modellierung der Schaltflanke im Zeitbereich mit begrenzter Steilheit, wie beispielhaft in Abb. 2 dargestellt, wird der Tastgrad  $D = t_{on}/T$ , die Amplitude  $A$ , die normierten Dauern der steigenden Flanke  $R = t_{rise}/T$  und fallenden Flanke  $F = t_{fall}/T$  definiert. Um Überschneidungen zur nächsten Periode auszuschließen muss die Bedingung  $D + R/2 + F/2 \leq 1$  erfüllt sein. Im Frequenzbereich (Abb. 3) teilt sich das Spektrum der Anregung grob in einen Abschnitt mit einer Steigung von 0 dB $\mu$ V/Dekade unterhalb der Schaltfrequenz  $f_{sw}$ , -20 dB $\mu$ V/Dekade bis zur Frequenz  $f_2 = 1/\max(\pi R, \pi F)$  der flacheren Schaltflanke, einen Übergangsabschnitt mit im Mittel -30 dB $\mu$ V/Dekade zwischen  $f_1$  und  $f_2$  und einen Abschnitt mit -40 dB $\mu$ V/Dekade oberhalb der zur steileren Schaltflanke gehörigen Frequenz  $f_3 = 1/\min(\pi R, \pi F)$  auf [1, 3, 4, 6]. Weitere Effekte wie Überschwinger oder Oszillationen im Kommutierungskreis erzeugen zusätzliche Komponenten und Verschiebungen im Frequenzspektrum.

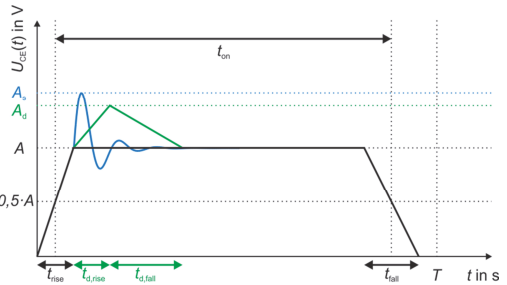


Abb. 2: Modellierung als Trapez mit Additiven

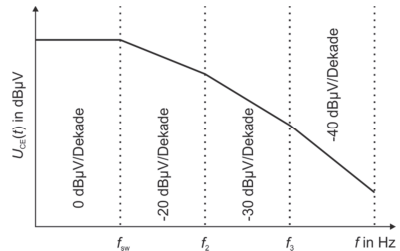


Abb. 3: Frequenzspektrum

Bekannte Ansätze aus der Literatur können in drei Kategorien aufgeteilt werden:

1. Berechnung der Fourier-Koeffizienten des Störsignals. Die Frequenzanteile der Anregung werden am Ausgang des als LTI-Übertragungsfunktion modellierten Koppelpfades superpositioniert.
2. Ableitung einer Hüllkurve ausgehend von der analytischen Herleitung der Fourier-Koeffizienten. In diesen Ansätzen wird die Phasenlage vernachlässigt.
3. Abgeleitet von einem Modell des Halbleiters wird die Schaltflanke im Zeitbereich abschnittsweise modelliert. Das Signal wird mittels Fourier-Transformation (FFT) numerisch in den Frequenzbereiche überführt.

Im Folgenden werden Beispiele zur ersten und dritten Kategorie zusammengefasst. Zur Analyse wird die komplexe Fourier-Reihe nach (1) mit dem sich periodisch mit der Frequenz  $f_{sw}$  wiederholenden Signal verwendet [13]. Die Rekonstruktion des Signals im Zeitbereich (1) ist abhängig von der Anzahl in der überlagerten Harmonischen  $N$ . Eine Superposition einzelner Effekte ist nicht möglich, da deren Phasenlage berücksichtigt werden muss. Der Gleichanteil  $c_0$  kann für das hochfrequente Verhalten vernachlässigt werden und wird deshalb in diesem Beitrag nicht betrachtet.

$$U_{CE}(t) = c_0 + \sum_{n=1}^N c_n \cdot e^{-j2\pi f_{sw}nt} \quad (1)$$

### 3.1 Symmetrisches Trapez

Der in [1] beschriebene Ansatz verwendet ein symmetrisches Trapez. Das Frequenzspektrum wird über reale Fourier-Koeffizienten  $c_n$  entsprechend (2) beschrieben. Steigende und fallende Flanke sind identisch, was in Abb. 2 in schwarz für den Fall  $t_{\text{fall}} = t_{\text{rise}}$  dargestellt ist. Deshalb bildet sich kein Übergangsabschnitt aus. Zur Vereinfachung wird die si-Funktion  $\text{si}(x) = \sin(x)/x$  verwendet. Jede si-Funktion trägt, abgeleitet vom Logarithmusgesetz  $\log(x \cdot y) = \log(x) + \log(y)$ , im Frequenzbereich -20 dB/Dekade oberhalb der Knickfrequenzen  $f_{\text{on}} = 1/(t_{\text{on}}\pi)$  und  $f_{\text{rise}} = 1/(t_{\text{rise}}\pi)$  zum Frequenzspektrum bei.

$$c_{n,\text{sym}} = 2AD \cdot \frac{\sin(\pi nD)}{\pi nD} \cdot \frac{\sin(\pi nR)}{\pi nR} = 2 \cdot A \cdot D \cdot \text{si}(\pi nD) \cdot \text{si}(\pi nR) \quad (2)$$

### 3.2 Unsymmetrisches Trapez

In [1, 2, 3] wird als Näherung ein unsymmetrisches Trapez wie in Abb. 2 in schwarz mit  $t_{\text{fall}} \neq t_{\text{rise}}$  angenommen und die komplexen Fourier-Koeffizienten mit (3) berechnet. Durch unabhängige Betrachtung von steigender und fallender Flanke entsteht ein Übergangsabschnitt zwischen den Knickfrequenzen der Schaltflanken.

$$c_{n,\text{unsym}} = \frac{j2A}{\pi n} (\text{si}(\pi nR)e^{j\pi nD} - \text{si}(\pi nF)e^{-j\pi nD}) \quad (3)$$

### 3.3 Unsymmetrisches Trapez mit additivem Dreieck

In [5] wird das unsymmetrische Trapez durch ein Dreieck wie in Abb. 2 in grün als Überschwinger mit der Amplitude  $A_d$ , der steigenden Flanke  $R_d = t_{d,\text{rise}}/T$  und der fallenden Flanke  $F_d = t_{d,\text{fall}}/T$ , sowie der Dauer  $D_d = (R_d + F_d)/2$  auf Gleichung (4) erweitert.

$$c_{n,d} = c_{n,\text{unsym}} + \frac{j2A_d}{\pi n} (\text{si}(\pi nR_d)e^{j\pi nD_d} - \text{si}(\pi nF_d)e^{-j\pi nD_d})e^{j\pi n(D+R+R_d+D_d)} \quad (4)$$

### 3.4 Unsymmetrisches Trapez mit additivem Sinus

In [6] wird dem unsymmetrischen Trapez ein gedämpfter überlagerter Sinus, wie in Abb. 2 in blau,  $s_{\text{sin}}(t) = A_s \cdot \sin(2\pi t/T)e^{-t/B_s}$  mit  $k_s = f_s T$ , zur Modellierung von Oszillationen in der Kommutierungszelle, hinzugefügt. Wichtig bei der Parametrierung ist die Beibehaltung der max. Steigung [6], da diese das hochfrequente Verhalten maßgeblich beeinflusst.

$$c_{n,\text{sin}} = c_{n,\text{unsym}} + \frac{j2A_s k_s}{\pi} \frac{1 - e^{-\left(\frac{1}{B_s} + j2\pi n\right)}}{n^2 - k_s^2 - (2\pi B_s)^{-2} + jn(\pi B_s)^{-1}} e^{j\left(\frac{\pi n}{2}(D+R) + \frac{\pi}{2}\right)} \quad (5)$$

### 3.5 Annäherung durch physikalisches MOSFET-Modell Modell des Bauteils

In [4] ist das Schaltverhalten eines MOSFETs, wie in Abb. 4, mit acht Abschnitten verschiedener Steigungen beschrieben. Die Steigungen werden aus dem Kleinsignalersatzschaltbild (KS-ESB) parametriert. Das Signal wird numerisch in den Frequenzbereich überführt. Ein Ansatz für IGBTs könnte beispielsweise direkt aus dem Modell des Bauteils [12] abgeleitet werden.

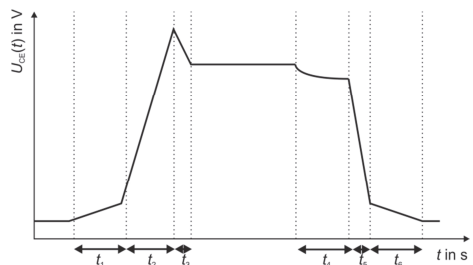


Abb. 4: Modellierung durch abschnittsweise Steigung

#### 4 Modellierungsansatz mit PT-Gliedern

In diesem Beitrag werden die Schaltflanken mit einem PT<sub>2</sub>-Glied für die steigende Flanke und einem PT<sub>1</sub>-Glied für die fallende Flanke modelliert.

$$h_{PT_2}(t) = A \left( 1 - \frac{e^{-d\omega_0 t}}{\sqrt{1-d^2}} \cdot \sin(\sqrt{1-d^2}\omega_0 t + \arccos(d)) \right) \quad (6)$$

$$G_{PT_2}(j\omega) = \frac{A}{1 + \frac{2d \cdot j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (7)$$

$$d = \frac{1}{\sqrt{(\pi/\ln(u))^2 + 1}} \quad (8) \quad \omega_0 = \frac{\pi - \arccos(d)}{t_{\text{final}}\sqrt{1-d^2}} \quad (9)$$

Das PT<sub>2</sub>-Glied, Gleichung (6)-(7), wird mit der Dämpfung  $d$  und einer Eigenkreisfrequenz  $\omega_0$  parametrisiert [15]. Mit der Dämpfung  $0 < d < 1$  ergibt sich der stabile Schwingfall (6). Die Dämpfung  $d$  kann mit Gleichung (8) aus dem Überschwinger  $u = (\hat{A} - A)/A$  berechnet werden. Die Eigenkreisfrequenz ergibt sich aus der Anstiegszeit, welche von  $h_{PT_2}(t = 0)$  und bis zum ersten Schnittpunkt mit dem Endwert definiert ist.

$$h_{PT_1}(t) = A(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}) \quad (10) \quad G_{PT_1}(j\omega) = \frac{A}{1 + j\omega T_1} \quad (11)$$

Das PT<sub>1</sub>-Glied, Gleichung (10)-(11), wird mit der Zeitkonstante  $T_1$  parametrisiert. Es wird 95 % des Endwerts, mit Gleichung  $t_{95\%} = 3 \cdot T_1$ , zur Parametrierung der Zeitkonstante verwendet.

$$h_{\text{tot}}(t) = h_{PT_2,\text{rise}}(t - t_{PT_2,\text{rise}}) - h_{PT_1,\text{fall}}(t - t_{PT_1,\text{fall}}) \quad (12)$$

$$G_{\text{tot}}(j\omega) = G_{PT_2,\text{rise}}(j\omega)e^{-j\omega t_{PT_2,\text{rise}}} - G_{PT_1,\text{fall}}(j\omega)e^{-j\omega t_{PT_1,\text{fall}}} \quad (13)$$

Das Schaltsignal wird durch Subtraktion beider PT-Glieder mit Gleichung (12)-(13) gebildet. Unter Ausnutzung des Verschiebungssatzes können beliebige Tastgrade, wie in Abb. 7, abgebildet werden.

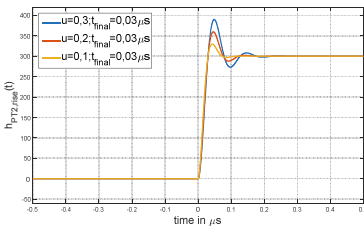


Abb. 5: Nachbildung Steigender Flanken mit PT<sub>2</sub>-Gliedern

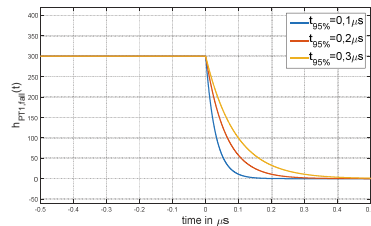


Abb. 6: Nachbildung fallender Flanken mit PT<sub>1</sub>-Gliedern

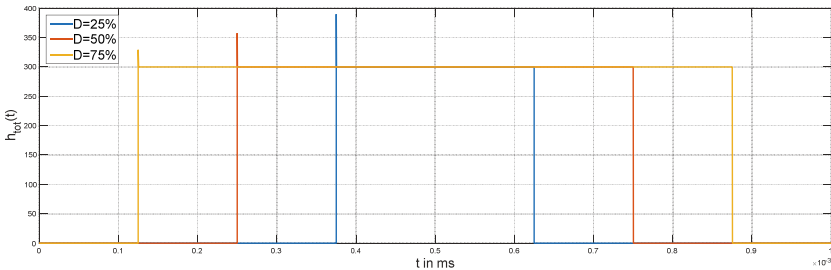


Abb. 7: Überlagerte PT-Glieder mit unterschiedlichen Tastgraden

## 5 Messungen

Zur Verifikation der Ansätze mit wurden zwei Messungen in einem Doppelpulsversuch [14] des HybridPACK2 von Infineon mit 800 A Nennstrom bei gleicher Zwischenkreisspannung von  $U_{DC} = 300\text{ V}$  aufgenommen. Die erste Messung, welche in Abb. 8-10 in blau zu sehen ist, wurde bei einem Kollektorstrom von 600 A und einem Gatewiderstand von  $R_G = 2,7\ \Omega$  durchgeführt. Die zweite Messung (Abb. 8-10 in rot) wurde bei einem Kollektorstrom von 100 A und einem Gatewiderstand von  $R_G = 10\ \Omega$  durchgeführt.

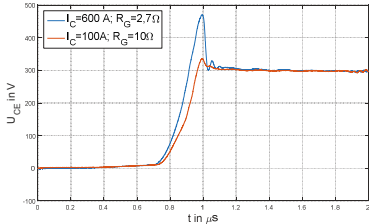


Abb. 8: Messung steigender Flanken

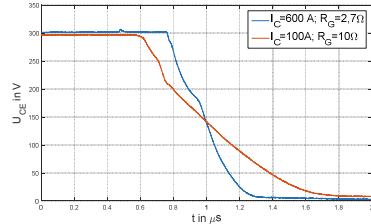


Abb. 9: Messung fallender Flanken

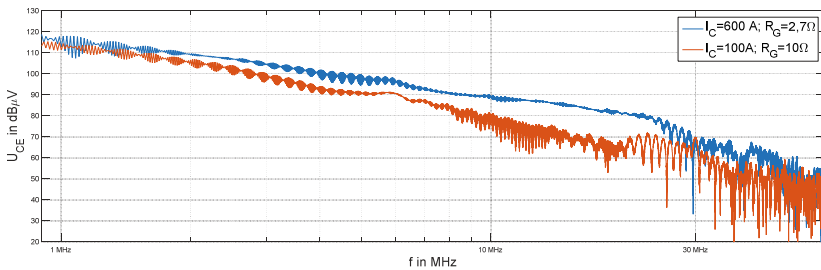


Abb. 10: Messungen im Frequenzbereich

In Abb. 8 und Abb. 9 ist für verschiedene Kollektorströme und Gatewiderstände ein signifikanter Unterschied im Zeitbereich zu sehen. Bei hohem Kollektorstrom und niedrigem Gatewiderstand ist die steigende Spannungsflanke (Abb. 8) steiler und bildet eine stärkere Überhöhung aus. In der fallenden Spannungsflanke zeigt sich bei höherem Kollektorstrom und geringerem Gatewiderstand wie erwartet eine steilere Flanke. In Abb. 10 ist der Unterschied im Frequenzbereich gezeigt. Unterhalb von 1 MHz treten keine Unterschiede zwischen den Messungen auf. Ab 1 MHz bis ca. 20 MHz steigt der Unterschied auf bis zu 20 dBµV an. Zwischen 20 MHz und 60 MHz nimmt die Differenz langsam wieder ab. Ab 20 MHz zeigt sich im Frequenzbereich der Übergang von einem glatten in ein nadelförmiges Spektrum. Oberhalb von 60 MHz sind keine Unterschiede zwischen den Messungen feststellbar. Die beiden Messungen zeigen eine starke Abhängigkeit von Ansteuerung und Betriebspunkt für einen Frequenzbereich von 1 MHz bis 60 MHz. Bei tieferen Frequenzen dominieren die Effekte der Harmonischen der Schaltfrequenzen sowie die Kopplungspfade DC-seitig und Last-seitig. Bei höheren Frequenzen dominieren die Kopplungspfade des Halbleitermoduls [6], des Treibers, des niederinduktiv angebundenen DC-Links, sowie der parasitären Kapazitäten der Halbleiter.

## 6 Auswahl aussichtsreicher Ansätze

Zur Vereinfachung wird eine erste theoretische Bewertung der Ansätze vorgenommen, bevor die aussichtsreichsten Ansätze für den Frequenzbereich 1-60 MHz verglichen werden. Da der Ansatz mit symmetrischem Trapez jeweils nur eine Steilheit für steigende und fallende Flanke modelliert, wird dieser Ansatz im Folgenden ausgeschlossen.

Durch Überlagern eines Sinus-Signals mit den Schaltflanken kann eine obere Grenze für die Gültigkeit des Ansatzes mit unsymmetrischem Trapez nach Gleichung (14) abgeleitet werden [4]. Oberhalb dieser Frequenz sind einfache Trapezmodellierungen ungültig. Ansätze wie das unsymmetrische Trapez ohne Additiv, die keine zusätzlichen Effekte wie Überschwinger oder Spannungsschweife ermöglichen, werden daher nicht weiter betrachtet.

$$f = \frac{1}{\pi t_r} \approx \frac{0,32}{\max(t_{\text{rise}}, t_{\text{fall}})} \quad (14)$$

Bei Untersuchungen des unsymmetrischen Trapezes mit additivem Dreieck in [6] hat sich gezeigt, dass der Überschwinger ab  $f_2$  (vgl. Abb. 3) einen Teileinfluss und ab  $f_3$  Einfluss ähnlich der Amplitude  $A$ , in Abhängigkeit der Steilheit, auf das Gesamtspektrum erhält. Deshalb ist es ein aussichtsreicher Ansatz für den weiteren Vergleich.

Der Ansatz mit einem unsymmetrischen Trapez und additivem Sinus fügt dem Spektrum eine einzelne Frequenz hinzu. Schmalbandige Oszillationen bei definierter Frequenz treten beispielsweise in parasitären Elementen der Kommutierungszelle auf [5, 6]. Bei den Messungen ist keine schmalbandige Erhöhung im Frequenzbereich (Abb. 8 und 9) sichtbar, weswegen dieser Ansatz zunächst nicht weiter betrachtet wird. Der Ansatz ist allerdings eine interessante Möglichkeit, um das hochfrequente Verhalten bei Schmalbandstörungen abzubilden.

Der alternative Ansatz mittels Annäherung durch abschnittsweise Steigungen scheint zunächst aussichtsreich um aus einem Bauteil ein EMV-Spektrum zu extrahieren, da Halbleitereffekte direkt in das Modell integriert werden können. Allerdings müssen die Parameter des KS-ESB hinreichend genau bekannt sein. Über den gesamten Lastbereich ohne Kenntnis eines Modells der vollständigen Schaltzelle aus Treiber, Halbleiterschalter und DC-Link, ist der Ansatz nicht aussagekräftig. Zudem bringen zusätzliche Parameter Unsicherheiten in die hochfrequente Modellierung und sind potentielle Fehlerquellen. Dadurch wird eine Analyse der Einflüsse einzelner Effekte der Schaltflanke schwieriger. Aus diesem Grund wird dieser Ansatz nicht weiter betrachtet.

Für die Ansätze aus 3.1 bis 3.4 wurden in [1, 2, 3, 5, 6] Hüllkurven für den Frequenzbereich abgeleitet. Die Hüllkurven ermöglichen Worst-Case Abschätzung der Fourier-Koeffizienten und damit eine erste Bewertung der Zusammenhänge im Frequenzbereich. Parameterabhängigkeiten werden dadurch deutlich. Allerdings vernachlässigen die Ansätze die Phasenlage der komplexen Fourier-Koeffizienten. Begründet wird dies in einigen Publikationen mit der Funktionsweise von EMV-Messempfängern, welche ausschließlich die Amplitude berücksichtigen. Eine Bewertung von Anregung und Kopplungspfad ist damit nur sehr ungenau möglich, da Auslöschungseffekte über die Phasenlage nicht berücksichtigt werden können. Deshalb werden die Hüllkurven-Ansätze nicht für eine weitere Betrachtung ausgewählt.

Der Ansatz mit PT-Gliedern ermöglicht die individuelle Modellierung der Effekte von steigender und fallender Flanke inkl. zusätzlicher Frequenzanteile. Im Bereich der Steigung zwischen -20 dB $\mu$ V/Dekade und -40 dB $\mu$ V/Dekade dominiert die steilere Flanke das Spektrum. Dieser Ansatz wird im Weiteren untersucht.

## 7 Vergleich

Die zweite Messung mit einem Kollektorstrom von 100 A wird im Folgenden mit den ausgewählten Ansätzen in Abb. 11 bis 13 verglichen.

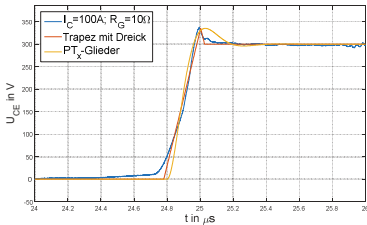


Abb. 11: Vergleich steigender Flanken

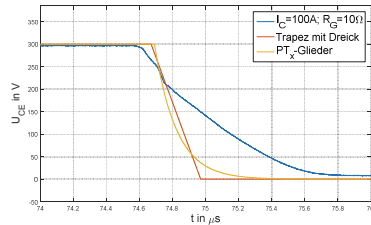


Abb. 12: Vergleich fallender Flanken

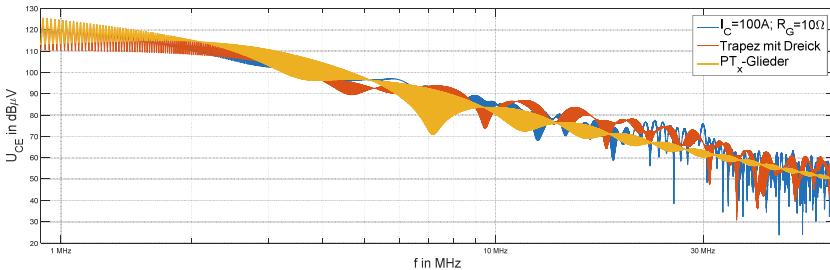


Abb. 13: Vergleich von Messungen und Modell im Frequenzbereich

Ausgehend von der Messung werden die Modellierungen im Zeitbereich parametrisiert. Aus dem Überschwinger von 35 V der steigenden Flanke werden die Überhöhung des Dreiecks und die Dämpfung des  $PT_2$ -Glieds ermittelt. Die Messung zeigt abschnittsweise verschiedene Steigungen. Deshalb wird nach der höchsten Steilheit der Flanke parametrisiert. Dies führt zu einer stärkeren Abweichung beider Ansätze im Zeitbereich zu Beginn und Ende der steigenden Flanke. Für die fallende Flanke sind ebenfalls verschiedene Abschnitte sichtbar. Das  $PT_1$ -Glied wurde hier auf die höchste Steigung parametrisiert.

Im Frequenzbereich (Abb. 13) zeigt sich für den gesamten betrachteten Bereich ein qualitativ identischer Verlauf verglichen mit der Messung. Der Ansatz mit unsymmetrischem Trapez zeigt viele einzelne Überhöhungen durch Halbwellen, bei der die Steigung das Vorzeichen wechselt. Eine Hüllkurve könnte ggf. hier eine bessere Tendenz zeigen, allerdings besitzt eine Hüllkurve keine Phaseninformation. Im Bereich von 5 MHz bis 6 MHz gibt es Differenzen von bis zu 3 dBµV zwischen Messung und Modell. Bei 15 MHz liegt der Ansatz mit unsymmetrischem Trapez bis zu 8 dBµV über der Messung. Im Bereich mit nadelförmigem Frequenzspektrum ab 20 MHz zeigt der Ansatz mit PT-Gliedern eine um bis zu 8 dBµV zu niedrige Amplitude. In diesem Bereich zeigt der Trapezansatz in der Spitze kaum Abweichungen, hat allerdings durch viele Resonanzstellen sehr starke Schwankungen in der Amplitude.

Die Parametrierung im Zeitbereich zeigt, dass es durch Nichtlinearitäten zu deutlichen quantitativen Abweichungen kommt. Qualitativ ermöglichen es beide Ansätze, das hochfrequente Verhalten korrekt nachzubilden. Vorteil des Ansatzes mit PT-Gliedern ist, dass mit der einfachen Addition von  $h_{tot}(t - t_{sw})$  mit verschiedenen Pulsbreiten mit vertretbarem Aufwand auch eine pulswertenmodulierte Grundwelle nachbildbar ist.

## 8 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurden Modellierungsansätze der Schaltflanke aus der Literatur, sowie ein Ansatz zur Modellierung mit PT-Gliedern vorgestellt. Der Vorteil des neuen Ansatzes ist die direkte Beschreibung als Übertragungsfunktion inkl. verschiedener Effekte der Schaltflanke wie Überschwinger und Spannungsschweif. Weiterhin kann der Ansatz einfach zur Modellierung der Grundschiwingung erweitert werden. Zur experimentellen Verifikation wurden Messungen vorgestellt. Es zeigt sich eine signifikante Abhängigkeit von Ansteuerung und Betriebspunkt im Frequenzbereich. Ausgewählte Ansätze wurden beispielhaft parametrisiert und bewertet. Es zeigt sich qualitativ eine gute Deckung des Trapezansatzes mit additivem Dreieck und dem Ansatz mit PT2-Gliedern. Im Mittel zeigen die Ansätze auch quantitativ eine gute Übereinstimmung.

## 9 Danksagung

Die Arbeit entstand im Rahmen des Forschungsprojektes InSel, welches vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) gefördert wird (16EMO0035). Die Autoren danken allen Projektpartnern aus dem InSel-Konsortium für ihre Unterstützung und ihr Engagement.

## 10 Literatur

- [1] Frank Klotz, "Leitungsgebundene elektromagnetische Störemissionen von Leistungshalbleitertopologien", Dissertation, TU Ilmenau
- [2] A. Nagel and R. De Doncker, "Analytical approximations of interference spectra generated by power converters," in Industry Applications Conference, 1997.
- [3] Andreas Nagel, "Leitungsgebundene Störungen in der Leistungselektronik: Entstehung, Ausbreitung und Filterung", Dissertation, ISEA RWTH Aachen University, 1999
- [4] J. Meng, W. Ma, Q. Pan, L. Zhang, and Z. Zhao, "Multiple slope switching waveform approximation to improve conducted emi spectral analysis of power converters," Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, vol. 48, no. 4, Nov 2006.
- [5] A. Domurat-Linde, K. Lang, and E. Hoene, "Influence of IGBT-module switching characteristics to radio frequency noise," in Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on, Sept 2012, pp. 1–6.
- [6] A. Domurat-Linde, Optimierung des Strömissionsverhaltens von Leistungmodulen im UKW-Frequenzbereich. VDI Verlag, 2013.
- [7] Adolf Schwab, Wolfgang Kürner: Elektromagnetische Verträglichkeit, Springer, 2011
- [8] Stephan Cordes und Frank Klotz, „Einflussgrößen auf die Störemission eines IGBT-Pulswechselrichters im Automobilantrieb“, EMV 2014
- [9] D. Grahame Holmes and Thomas A. Lipo, "Pulse Width Modulation For Power Converters", IEEE Press
- [10] B. Sahan, „Wechselrichtersysteme mit Stromzwischenkreis zur Netzanbindung von Photovoltaik-Generatoren“, Dissertation, KDEE Kassel
- [11] M. Reuter, S.Tenbohlen and W.Koehler, „Influence of Termination Impedance on ducted Emissions in Automotive High Voltage Networks“, Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 1, pp. 35-43, 2014
- [12] Angus T. Byrant and Patrick R. Palmer, „Modeling of IGBT Resistive and Inductive Turn-On Behavior“, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, no. 3
- [13] Bruno Klingen, "Fouriertransformation für Ingenieur- und Naturwissenschaften“, Springer Verlag
- [14] Jan Gottschlich and Rik W. De Doncker, „A Flexible Test Bench for Power Semiconductor Switching Loss Measurements“, IEEE PEDS 2015, Sydney
- [15] Lutz und Wendt, "Taschenbuch der Regelungstechnik", Verlag Harri Deutsch